

BUCK-HAKKURIN TUTKIMINEN JA SUUNNITTELU

LAHDEN
AMMATTIKORKEAKOULU
Tekniikan ala
Tietotekniikan koulutusohjelma
Tietokone-elektroniikka
Opinnäytetyö
Syksy 2017
Jani Heino

Opinnäytetyön tarkoituksena oli tutkia buck-hakkurin toimintaa ja topologioita erilaisten lähteiden avulla. Lähteiden avulla pystytään muodostamaan hyvä perusta, jonka avulla voidaan suunnitella yksinkertainen hakkuri. Hakkuri itsessään rakennettiin käyttämällä yhteisplustopologiaa, koska tällä pystytään ohittamaan muutama yhteismaatopologian ongelmista ja tarvittaessa käyttämään negatiivista lähtöjännitettä helpommin.

Hakkurin ohjauksessa käytettiin mbed -LPC1760-mikrokontrolleria. Kyseinen kontrolleri valittiin, koska se oli helposti saatavilla ja sillä oli tarvittavat toiminnot (12-bittinen ADC-tulo, PWM-lähtö). Näillä voitiin simuloida vastaavia hakkureissa käytettäviä IC-piirejä. Kontrolleri oli myös helposti ohjelmoitava, mikä teki siitä hyvän vaihtoehdon demonstroida buck-hakkurin eri ominaisuuksia.

Hakkurin kytkentää verrattiin Linear technologyn DC1432A buck -hakkuriin, jossa on LTC3851A buck IC -piiri, joka hoitaa hakkurin toiminnan.

Tätä käytettiin vertauksena, koska se oli helposti saatavilla ja sen ohjaustyypit ovat yleisesti käytettyjä.

Työn hakkuriin mittaukset toteutettiin käyttämällä neljää Fluken 179 digitaalista yleismittaria, koska ei ollut mahdollista mitata laitetta teholähdeanalysaattorilla, ja neljä samanlaisella yleismittarilla saa tarpeeksi tarkat arvot joita voidaan verrata toisiinsa.

Avainsanat: buck, CCM, PS, SMPS

Lahti University of Applied Sciences
Degree Programme in information technology

HEINO, JANI:

DESIGNING a BUCK CONVERTER

Bachelor's thesis in computer-electronics,
appendices

38 pages, 2 pages of

Autumn 2017

ABSTRACT

This thesis concentrates on non-isolated DC-DC buck-converter in a theory and as a real-life application. Furthermore, the study discusses different topologies of buck-converter and their advances and the trouble they bring. In the practical part of the thesis; the application is made by using the common positive topology. This is used because it can overcome some problems that common negative brings but it also brings some problems of its own, which in this thesis we are going to explore.

The application used in this study is mbed LPC1760 programmable microcontroller. The controller is used even though it is a bit over the top for this kind of application but because it was available and it has the needed functions like 12-bit analogy digital converter and PWM-out and it was easily programmable. With these features and its availability made it a perfect candidate for demonstrating the buck-converter's features in a real-life application.

The application used in the study was compared to Linear Technogy's demo board DC1432A which is based on LTC3851A buck converter IC-chip. It has almost the same control mode's that were used in the thesis application and it gave a nice baseline to compare the application.

The thesis converter measurements were made by 4 Fluke 179 DMM's. Because there wasn't available power source analyzer and this is next most accurate way to measure DC-DC converters.

Key words: buck, CCM, PS, SMPS

SISÄLLYS

1	JOHDANTO	1
2	BUCK-HAKKURIN PERUSTEET JA TOIMINTA	2
2.1	Buck-hakkurin perusteet	2
2.2	Yhteismaakytkentä	3
2.3	Yhteisplustopologia	5
2.4	Synkronoitu ja ei-synkronoitu hakkuri	6
2.5	Hakkurin ohjaustajuus	7
2.6	Hakkurin ohjaustavat	9
2.6.1	Continuous conduction mode	9
2.6.2	Discontinuous conduction mode	11
2.6.3	Purske	11
2.6.4	Pulse skipping	12
2.6.1	Pulse frequency modulation	13
2.7	Komponenttien valinta ja kaavat	13
2.7.1	MOSFET	13
2.7.2	Diodi ja synkroninen MOSFET	15
2.7.3	Kela	16
2.7.4	Lähtökondensaattori	18
2.7.5	Tulokondensaattori	19
3	SOVELLUKSEN SUUNNITTELU JA MITOITUS	20
3.1	Spesifikaation luominen	20
3.2	Moodin valinta	20
3.3	Komponenttien valinta	21
3.4	Koodi	21
3.5	KytKentä	22
4	MITTAUKSET	24
4.1	Dokumentointi ja mittaussuunnitelmat	24
4.2	GageRR (repeatability and reproducibility)	24
4.3	Työn buck-hakkurin mittaukset	26
4.3.1	Mittaussuunnitelma	27
4.3.2	Tulokset	28
4.4	DC1432A buck -hakkurin mittaukset	29

4.4.1	Mittausmenetelmät	30
4.4.2	Tulokset	31
4.5	Tuloksien vertailu	33
5	YHTEENVETO	34
5.1	Moodien vertailu	34
5.2	Hakkurin tutkiminen ja suunnittelu	35
5.3	Jatkotutkimusaiheita	36
	LÄHTEET	37
	LIITTEET	39

SANASTO JA LYHENTEET

CCM	Conntinnues conduction mode
D	Duty cycle
EMC	Electromagnetic compability
EMI	Electromagnetic interference
F_{sw}	Kytkin taajuus (switching frequency)
IL	Induktorin virta
MOSFET	Metal oxide semiconductor field effect transistor
T	Jakson aika
T_{on}	Jakson päällä olo aika
T_{off}	Jakson poissa olo aika
PFM	Pulse freaquence modulation
PS	Pulse skipping
PWM	Pulse width modulation
ZL	Iduktorin impedanssi
VI	Tulojännite
VL	Induktorin jännite
Vo	Lähtöjännite

1 JOHDANTO

Opinnäytetyössä on tarkoitus tutkia buck-hakkurin yleistä toimintaa ja eri ohjausmenetelmiä. Näitä tutkitaan erilaisten lähteiden avulla, joiden avulla pystytään muodostamaan hyvä käsitys hakkurin toiminnasta, ohjausmoodeista ja eri topologioista.

Ohjausmenetelmät olivat PWM, PS, PFM ja purske (burst).

Näitä tutkittiin muun muassa eri lähteiden avulla: Texas Instrumentsin application noteja aiheesta, Texas Instrumentin Power Supply Design Seminar kirja. Elektroniikan perusteita (liittyen kelaan) katsottiin Mike Tooleyn Electronic Circuits: Fundamentals and applications -kirjasta. Samalla käytettiin muutamia alan internetsivustojen artikkeleita aiheesta.

Työssä on tarkoitus vertailla teoriaa tekemällä hyötysuhdemittauksia Linear Technologyn demo-kortille DC1432A, joka perustuu LTC3851A buck-hakkuri IC-piiriin. Demo-kortilla pystyttiin pakottamaan CCM, PS- ja purske-moodit, joiden takia kortti toimi erittäin hyvänä pohjana testeille. Testien avulla pystyttiin muodostamaan hyötysuhdetaulukko eri kuormilla ja eri tulojännitteillä. Tällä taulukolla pystytään vertailemaan teoriaa ja käytäntöä.

Kaikkien lähteiden ja tuloksien avulla työssä suunnitellaan yksinkertainen yleistyypin buck-hakkuri. Ohjauksessa käytetään mbed LPC1760, johon tehdään yksinkertainen ohjelma.

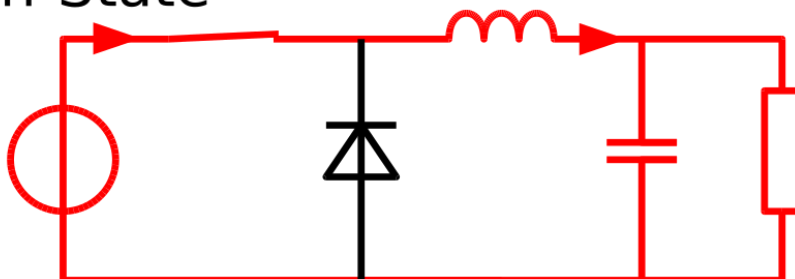
2 BUCK-HAKKURIN PERUSTEET JA TOIMINTA

2.1 Buck-hakkurin perusteet

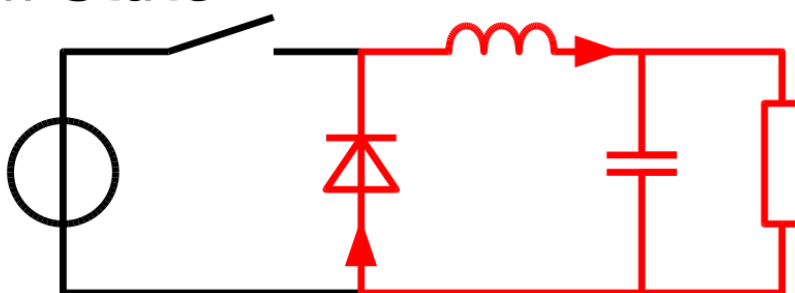
Buck-hakkurin tarkoituksena on laskea jännitettä ja silti pitää hyvä hyötysuhde, toisin kuin lineaarinen jänniteregulaattori, joka laskee jännitettä jännitejaolla eli osa tehosta menee suoraan hukkaan. Hakkurin hyvä hyötysuhde tehdään kytkemällä virtalähde pois kytkennästä kytkimellä, kuten kuviossa 1. Kytkimenä toimii erittäin nopea MOSFET. Parhaimmissa hakkureissa taajuudet saattavat olla jopa 2 MHz tai enemmän, jolloin kytkin joutuu kovalle koetukselle. Tätä varten on tehty erittäin nopeita kytkin MOSFETtejä.

Kuviosta 1 nähdään perushakkurin kytkentä ja sen virran reitit. Ensimmäisessä vaiheessa kytkin on kiinni ja virtaa otetaan virtalähteestä suoraan, josta seuraa virran muutos, jolloin kelan magneettivuohon alkaa varautua energiaa. Energia kasvaa, kunnes päästään haluttuun energiatasoon tai saturaatiopisteeseen. Saturaatio on yleensä ei-toivottu tilanne. Saturaatiossa kelan magneettivuo ei enää pysty kasvamaan, mistä seuraa kelan ylikuumenemista ja isoa tehohäviötä. Tämän takia kelan ominaisuudet pitää ottaa huomioon suunnittelussa. Toisessa vaiheessa kytkin avataan, jolloin virran muutos aiheuttaa sen, että magneettivuohon varastoitunut energia purkautuu pois kuvion 1 mukaista reittiä. (Tooley 2014, 38 – 39.) Kuvion 1 diodi on juuri sitä varten, että saataisiin off-jakson aikainen reitti aikaiseksi ja ettei kelasta aiheutuva vastakkainen jännitepiikki hajottaisi kuormana olevaa laitetta. Diodin tilalla käytetään usein nykyään MOSFETiä, jota ohjataan peilikuvana pääkytkin MOSFETtiin nähden.

On-State



Off-State

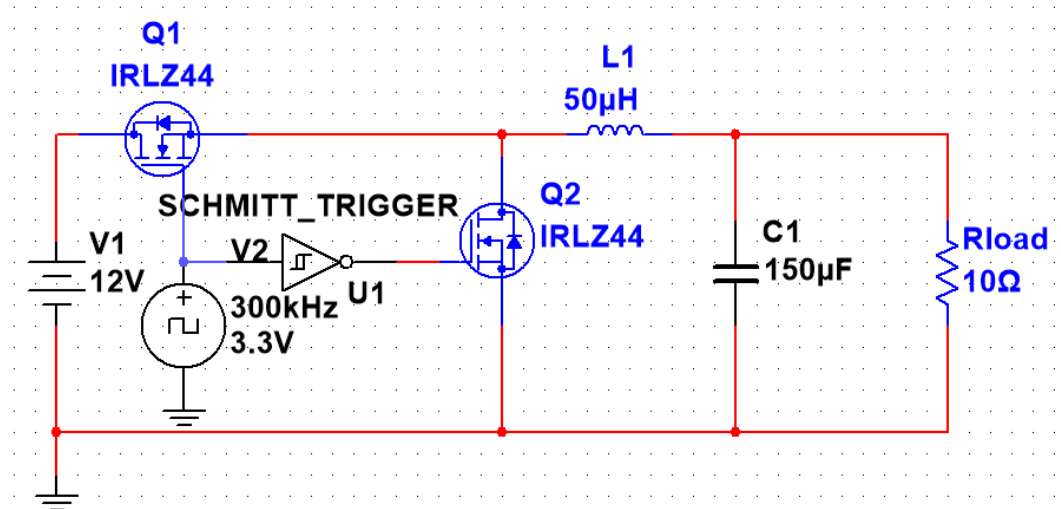


KUVIO 1. Buckin virran reitit (Wikipedia 2017a)

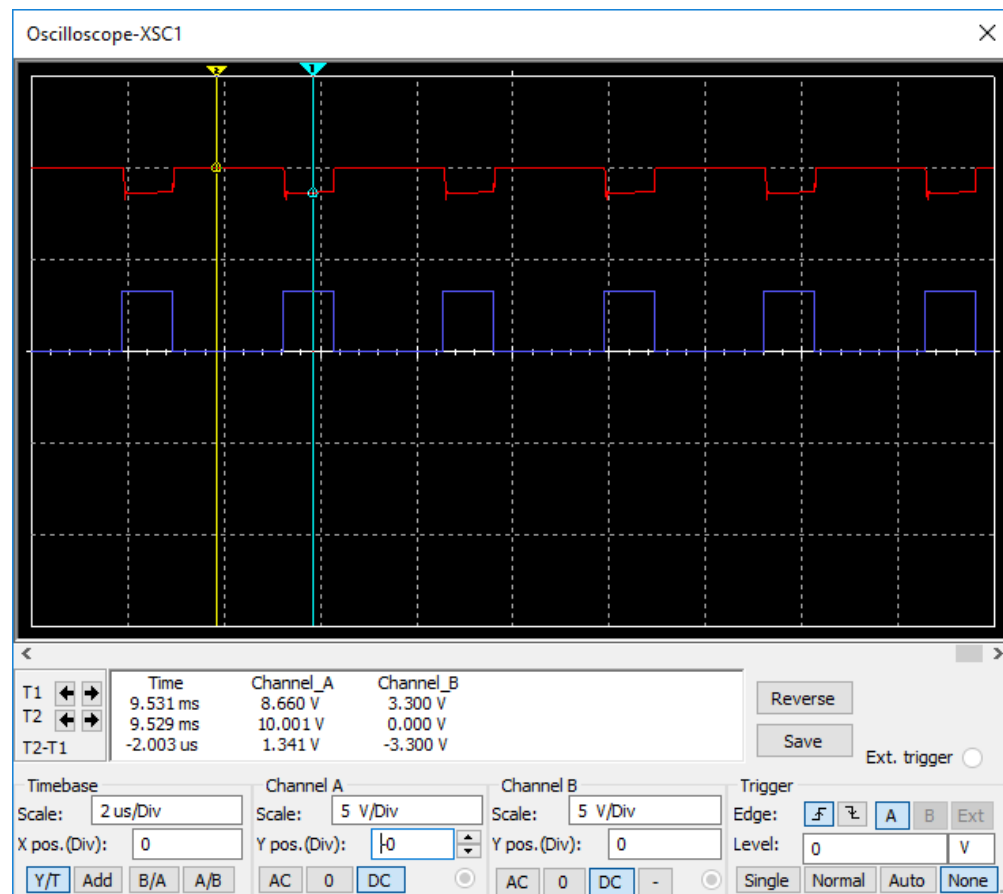
2.2 Yhteismaakytkentä

Yhteismaakytkentä (kuvio 1) tyypisissä topologioissa saattaa joissakin tapauksissa tulla ongelmaksi ohjausjännite. Ongelma tulee esille, kun ohjausjännite on matalampi kuin tulojännite (kuvio 2 ja 3). MOSFETin ollessa täysin auki sen jännitehäviön pitäisi olla mahdollisimman pieni, jotta kytkentä saavuttaisi paremman hyötysuhteen. MOSFETin V_{DS} on riippuvainen R_{DS} :stä, joka on taas suhteessa V_{GS} :ään. Mitä isompi gate-source-jännite, sitä pienempi R_{DS} on, joka on haluttu tilanne kytkimenä käytettävää MOSFETia. Tällöin jännite MOSFETin jälkeen pitäisi olla lähestulkoon tulojännite, kuten esimerkiksi arvojen $V_{in}=12V$ ja $V_G=3.3V$, joten tällöin $V_{GS}=3.3-12=-8.7V$, mikä on taas mahdotonta, kuten kuviosta 3 nähdään. Käytännössä V_{GS} on vain muutamia voltteja, ja V_{DS} on taas tässä tapauksessa erittäin paljon eli MOSFET ei ole koskaan täysin auki tai kiinni. Ongelman voi ohittaa P-MOSFETillä ja sitä maahan vetävällä N-MOSFETillä (kuvio 4). Kyseisessä ratkaisussa on omat haasteensa. Kuvion 4 PMOSFETin R_{SG} resistorin tarkoituksena on tuoda

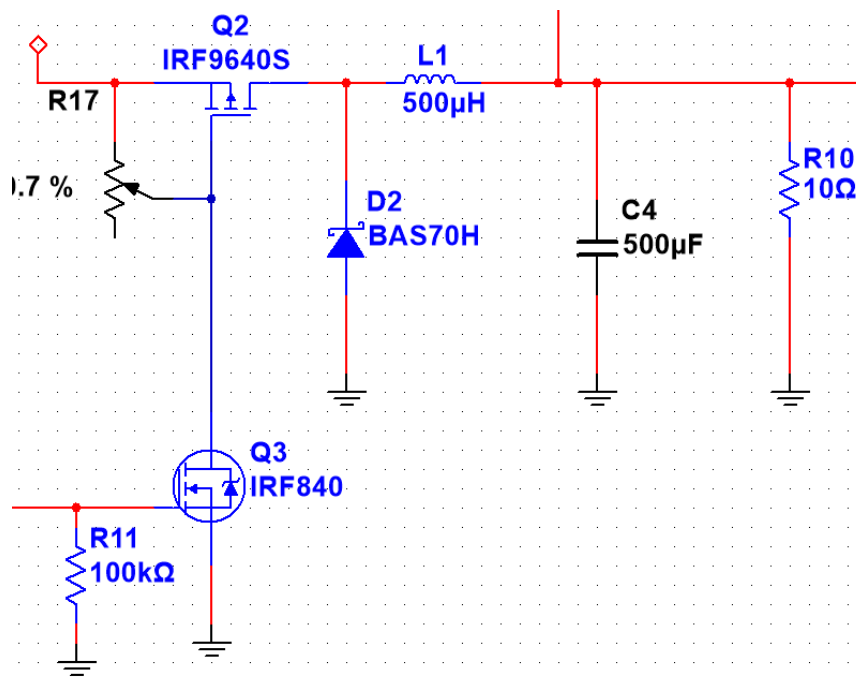
enemmän virtaa Q3:lle ja vetää Q2 ylös. Kyseinen I_D suuruuden tarve on riippuvainen komponentin ominaisuuksista.



KUVIO 1. Yhteismaa kytkentä



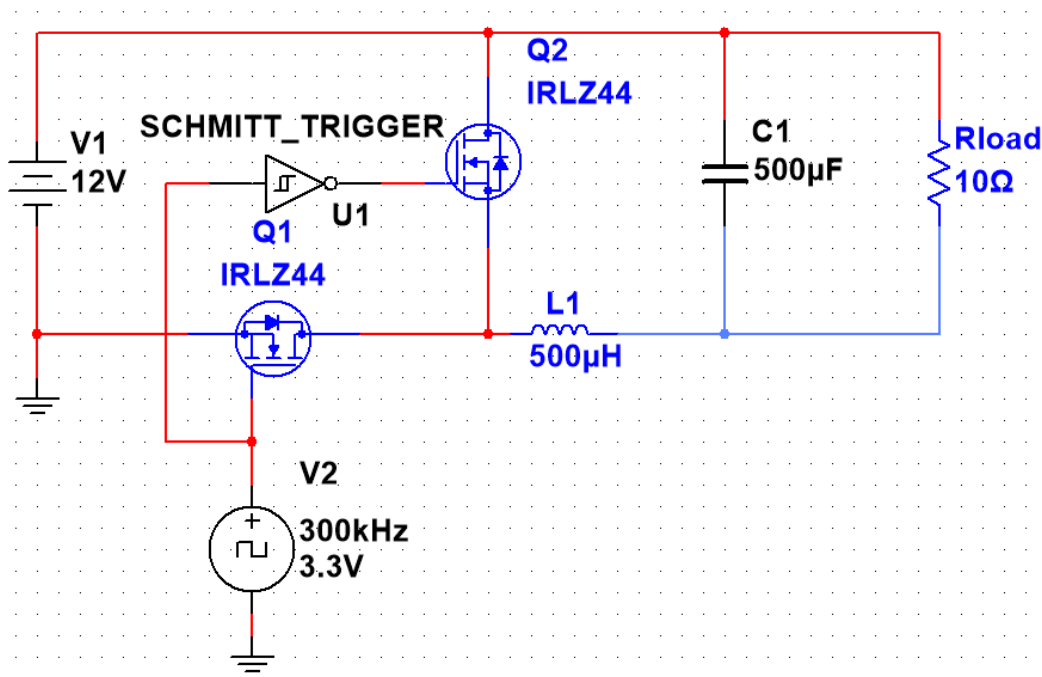
KUVIO 2. V_{gs} = sininen ja V_{ds} = punainen



KUVIO 3. NMOSFET ja PMOSFET ratkaisu

2.3 Yhteisplustopologia

Yhteisplus-kytkentätavalla perusmitoitukset ovat pääsääntöisesti samat kuin yhteismaa tyypillä. Tosin yhteisplus-kytkennällä voidaan ohittaa tiettyjä ongelmia, kuten N-kanavaisen MOSFETin ohjaus, jota käsiteltiin edellisessä luvussa. Yhteisplus-kytkentätyyppi tuo omat ongelmansa. Ongelmia tulee eteen takaisinkytkennässä, koska kuorman jännite ei ole suoraan mitattavissa maata vasten. Tällöin tarkempi jännitearvo saadaan vain differentiaalimittauksella, joka yleensä vaatii parempia ja tarkempia operaatiovahvistimia. Nopeiden muutoksien takia huonommilla operaatiovahvistimilla transienttiherkkyys kasvaa, ja jännitteen vaihtelu muuttuu liian suureksi sen takia. Näihin voi käyttää valmiita differentiaali operaatiovahvistin piirejä, joilla on helppo toteuttaa kytkentä. Tosin kaikkein helpoin tapa tehdä hakkuri on ostaa valmis piiri, joka hoitaa ohjauksen kytkimet ja feedbackin. Ainoat komponentit, joita näihin pitää lisätä on kela, kondensaattorit ja virran mittauksen vastukset ja tarvittaessa muita komponentteja.



Kuvio 4. Buck-hakkurin yhteispluskytkentä

2.4 Synkronoitu ja ei-synkronoitu hakkuri

Kuviossa 2 on synkronoitu buck-hakkuri, jossa diodin paikalla on n-kanavainen MOSFET. Synkronoidussa kytkennässä Q2 on auki, kun Q1 on kiinni ja päinvastoin. Kuviossa 2 synkronisen MOSFETin ohjaus on simuloitu Schmitt triggerillä, joka on loogiselta toiminnaltaan NOR-operaatio. Synkronisen MOSFETin avulla saadaan aikaan pienempi tehohäviö toisessa vaiheessa, jossa virta kulkee Q2:n kautta (kuvio 2).

$$V_{\text{DiodeDrop}} * \frac{1 - D}{V_{\text{out}}} = \sim 0.3V * 33.8\% / 5V = 2.03\%$$

KAAVA 1. Prosentti tehohäviö diodin kanssa (Ajith 2017)

$$V_{\text{MOSFETDrop}} * \frac{1 - D}{V_{\text{out}}} = \sim 0.1V * 33.8\% / 5V = 0.676\%$$

KAAVA 2. Prosentti teho häviö MOSFETin kanssa (Ajith 2017)

Kaavoissa 1 ja 2 pitää huomioida, että komponentin tehohäviö on riippuvainen itse komponentista, duty cyclestä ja kytkennästä, joten arvot vaihtelevat näiden mukaan. Tämä tehohäviö saattaa vaikuttaa pieneltä,

mutta hakkurin toimiessa vuosia, joka päivä, niin tämä tehohäviö alkaa vaikuttaa. Pitää ottaa huomioon myös komponentin kestävyys, koska mitä suurempi tehohäviö komponentilla, niin sitä lyhyempi komponentin elinikä todennäköisesti on. Tämän takia nykyään suurimmassa osassa hakkuriteholähteissä käytetäänkin synkronoitua kytkentää ja varsinkin akkukäyttöisissä, koska tällä saadaan pidempi toiminta-aika. Suurin osa kyseisistä kytkennöistä tehdään hakkuripiirillä eli IC-piirillä, koska hinta- ja hyötysuhde on niissä erittäin hyvä (Tech Web 2015.)

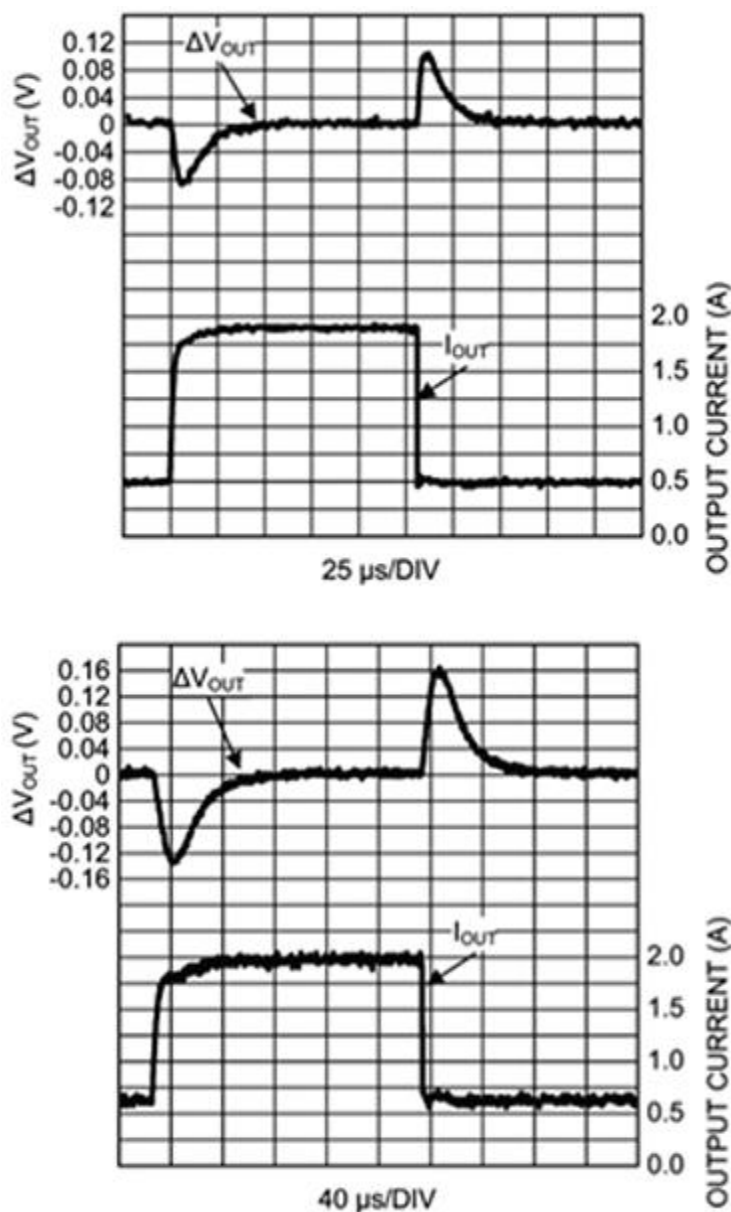
Synkronoidussa hakkurissa saattaa tulla ongelmia, jos kuvion 2 Q2 on samaan aikaan auki kuin Q1. Tällöin maan ja tulon välillä on oikosulku, mikä saattaa johtua huonosta ohjauksesta tai liian suuresta ohjaustaajuudesta. Tällöin MOSFET ei ehdi sulkeutua tarpeeksi nopeasti, mutta tosin kuten edellä mainittiin, niin suurin osa hakkureista tehdään valmiilla IC-piirillä. Näissä piireissä joissakin on valmiina sisäiset MOSFETit, jolloin pääsääntöisesti piiri tarvitsee jäähdytyksen. Jäähdytys tarve on kuitenkin kiinni tehosta.

Synkronoidut hakkurit tulevat pääsääntöisesti kalliimmiksi, kuin asynkroniset. Hinta ero tulee MOSFETistä, koska ne ovat kalliimpia, kuin schottky diodit. Hintaa MOSFETille nostaa sille asetetut korkeat vaatimukset, kuten hyvä reunaherkkyys, tarvittaessa hyvä tehonkesto (riippuen kytkennästä).

2.5 Hakkurin ohjaustaajuus

Hakkurin suuresta ohjaustaajuudesta on myös hyötyä, kuten pienemmän induktorin käytön mahdollisuus ja erittäin korkeilla taajuuksilla päästään perinteisen AM-radiotaajuuksien yläpuolelle (Digikey 2017a).

Myös transienttiherkkyys paranee (kuvio 6). Transienttiherkkyys tarkoittaa sitä, kuinka nopeasti hakkuri pystyy reagoimaan muutoksiin. (Wikipedia 2017c).



KUVIO 5. Transientti herkkyys (Texas Instruments 2013)

Suuresta taajuudesta seuraa tosin myös ongelmia, kuten EMI-ongelmat, jotka tulevat paremmin esille korkeammilla taajuuksilla.

Vaikkei kytkintaajuus vaikutakaan suoraan lähtöjännitteeseen, niin kytkintaajuuden nostaminen vaikuttaa kytkennän suunnitteluun. Taajuuden noustessa voidaan kelan induktanssia pienentää useimmissa tapauksissa, mikä vaikuttaa suoraan kelan fyysiseen kokoon ja useimmiten hintaan. (Digikey 2017b.)

Kaavasta 3 nähdään, kun dt pienenee eli taajuus nousee. Tällöin L

induktanssi pienenee, koska induktanssi on lähes pelkästään kiinni rippelivirrasta, mikä nähdään kaavasta 4 eli korkeampi taajuus pienentää T_{on} kerrointa. Tällöin rippeli pienentyy, ja jos halutaan pitää rippeli samankokoisena, voidaan induktanssia pienentää suhteessa taajuuteen.

$$L \approx -\left(V_L \frac{dt}{di}\right)$$

KAAVA 3 Kelan kaava

$$\Delta I_{L(on)} \approx \frac{V_{in}-V_{out}}{L} * T_{on}, T_{on} = T - T_{off}, T = \frac{1}{f_{sw}}$$

KAAVA 4. Kelan rippelivirta

2.6 Hakkurin ohjaustavat

Hakkureille on erilaisia ohjaustapoja, koska eri virta- ja jännitealueet vaativat erilaisia ominaisuuksia. Pienellä virralla kela käyttäytyy toisintavoin kuin suurella virralla, mitä varten on kehitetty erilaisia ohjaustapoja tai toisin sanottuna ohjaus-moodeja (control modes).

Jännite kelan ylitse on riippuvainen virran muutos nopeudesta riippuen (kaava 5). Aiemmin käsitelty rippelivirran merkitys kelan induktanssiin nähdén tulee myös kuvioihin (kaava 4).

$$e = -L \frac{di}{dt}$$

KAAVA 5. Kelaan varautuva jännite

2.6.1 Continuous conduction mode

CCM-ohjaustavalla induktoriin jää aina energiaa ennen seuraavaa jaksoa (kuvio 7), eli induktoria ei koskaan täysin tyhjennetä off-jaksolla, mikä antaa hakkurin toimia korkealla hyötysuhteella isolla kuormalla. Tosin pieni rippeli vaatii ison induktanssin verrattuna esimerkiksi DCM-moodiin, koska ΔI_L on suhteellisen pieni, kuten kuvasta 7 nähdään. (Picard 2010, 1-4.)

Kaavasta 6 huomataan, että tarvitaan iso induktanssi, jotta saataisiin pidettyä ΔI_L pienenä. CCM:ssä lähtöjännite määräytyy duty cyclen ja tulojännitteen mukaan, joka nähdään kaavasta 7. (Rogers 1999, 6.)

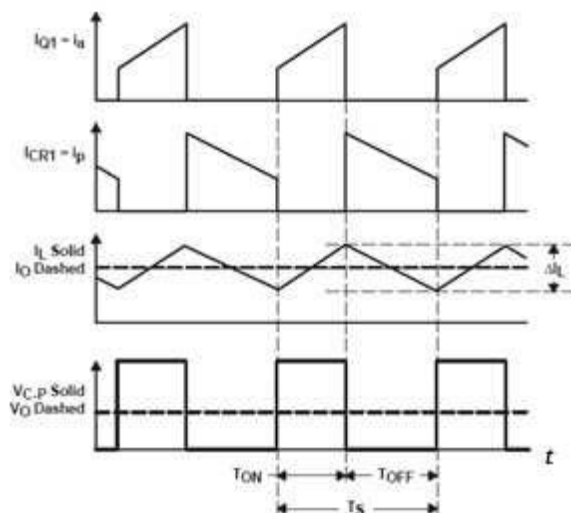
$$\Delta I_{L(on)} \approx \frac{V_L}{L} * T_{on}.$$

KAAVA 6. Kelan rippelivirta

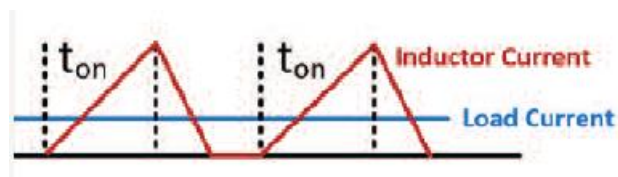
$$V_O = (V_I - V_{DS}) * (D - V_d) * (1 - D) - I_L * R_L \rightarrow V_O \approx V_{IN} * D$$

KAAVA 7. Lähtöjännite

Edellisestä kaavasta nähdään myös pienen kuorman vaikutus CCM-moodissa. Koska $I_{L(avg)} = I_{out}$, niin kelan impedanssi kasvaa, jolloin hyötysuhde pienenee.



KUVIO 6. CCM moodin jännite muodot (Abdessmad, Salah-ddine, & Mohamed, 2)



KUVIO 7. DCM:n kelan virta

2.6.2 Discontinuous conduction mode

Moodissa kelasta otetaan kaikki virta pois ennen seuraavaa sykliä (kuvio 8), mikä aiheuttaa ison rippelivirran. Ison rippelivirran ansiosta voidaankin käyttää pienempää induktanssiarvoa, joka on yleensä suoraan verrannollinen kelan fyysiseen kokoon ja hintaan. Tätä moodia yleensä käytetäänkin ainoastaan induktorin koon pienentämiseen ja silloin kun kuorma on suuri, koska pienillä kuormilla hyötysuhde kärsii paljon. Hyötysuhde kärsii pienillä kuormilla, koska induktorin rippelivirta on pieni jo valmiiksi ja varausta nollataan. Tällöin virta on nolla tai negatiivinen, mutta tietenkin diodi estää negatiivisen virran. Ellei lasketa pientä vuoto virtaa, mutta jos kytkennässä on synkroninen MOSFET, tällöin virta voi kääntyä negatiiviseksi, koska se pääsee MOSFETin kautta kiertämään vastakkaiseen suuntaan. Tällöin kela "varastaa" energiaa lähtökondensaattorilta, joka pienentää hyötysuhdetta pienillä kuormilla. (Johnson 2015.)

Tosin DCM toimii korkeammalla hyötysuhteella isoilla kuormilla kuin mikään muu moodi.

2.6.3 Purske

Purske-moodin hyvä hyötysuhde tulee esille pienellä kuormalla, mutta isolla kuormalla hyötysuhde ei ole yhtä hyvä kuin DCM:llä.

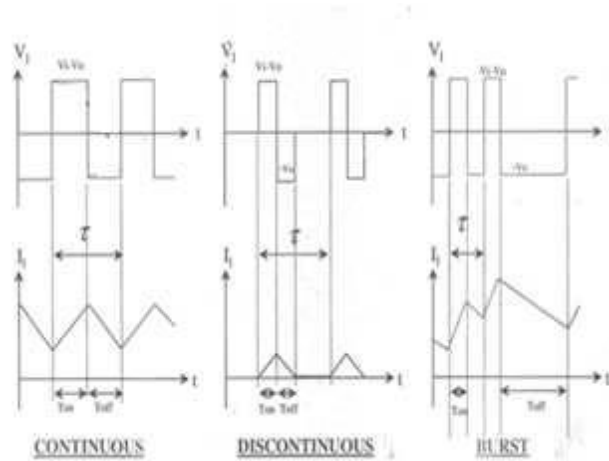
Purske-moodissa kytkintä ohjataan purskeella (kuvio 9) eli ohjataan kytkintä erittäin suurella taajuudella yhden normaalin T_{on} jakson ajan, mikä aiheuttaa korkean virtapiikin induktorissa. Tästä seuraa myös isohko lähtöjänniterippeli. Kaavasta 8 nähdään virran nousun olevan suhteessa aikaan. (Abdessmad, Salah-ddine, & Mohamed, 4.)

$$e(v) = L \frac{di}{dt},$$

KAAVA 8. Kelaan varastoituva jännite

Isolla kuormalla purske-moodin kanssa tulee ongelmia, koska L_L on jo erittäin suuri. Isosta induktori virrasta seuraa korkea magneettivuon tiheys

($\phi = LI$). Isompi kuorma aiheuttaa isomman virran mistä seuraisi kelan kyllästyminen ja ylikuumentuminen.

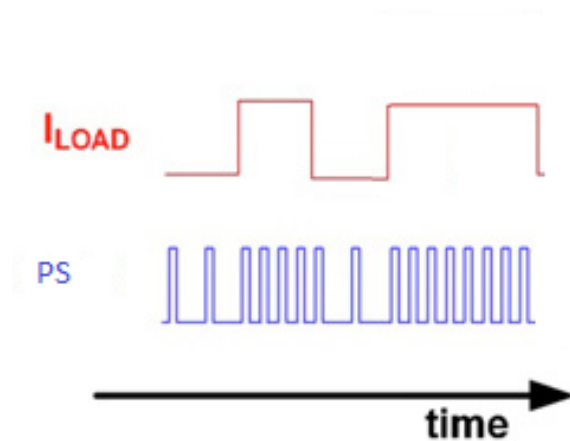


KUVIO 8. CCM, DCM ja Burst moodejen induktori virrat ja ohjaus tavat (Abdessmad, Salah-ddine, & Mohamed, 4)

2.6.4 Pulse skipping

PS-moodi toimii jättämällä pulssin tai pulsseja välistä, kun esimerkiksi kuorma pienenee (kuvio 10).

PS-moodissa saadaan kohtalainen hyötysuhde pienillä kuormilla, mutta ei läheskään yhtä hyvä, kuin purske-moodilla, mutta taas PS-moodilla on huomattavasti pienempi lähtöriippelijännite. Rippeli johtuu tasaisemmasta induktorivirrasta pienillä kuormilla. PS:llä on tosin maksimilähtövirta, koska sillä on maksimitaajuus. Maksimitaajuudella ei jätetä yhtään pulssia välistä. Tällöin kytkentä on maksimilähtötehossaan, ja jos haluttaisiin lisää virtaa, niin lähtöjännitteen pitäisi laskea. Tähän löytyy ratkaisu PFM:n (pulse frequency modulation) avulla, joka toimii lähes samalla tavalla kuin PS-moodi.



KUVIO 9. PS-moodin ohjaus

2.6.1 Pulse frequency modulation

PFM:ä käytetään yleensä pienillä kuormilla ja sitä kutsutaankin useimmiten virransäästömodiksi. Tätä käytetään hakkureissa, joissa kuorma on välillä käytössä matalalla virralla ja halutaan silti pitää hyötysuhde korkeana. Tätä moodia usein käytetään akkukäyttöisissä laitteissa.

PFM:ää käyttäessä suunnittelijan pitää ottaa huomioon vaihtuva ohjaustaajuus, joka saattaa aiheuttaa EMI-ongelmia, toisinkuin tasaisella taajuudella toimiva ohjaustapa. mutta pieni rippeli lähdössä saattaa olla tietyissä sovelluksissa hyvä asia (Sengupta.)

2.7 Komponenttien valinta ja kaavat

Komponenttien valinta itsessään meni periaatteella mitä löytyy hyllystä. Hyllyssä olevia komponentteja vertailtiin keskenään ja luottiin datasivuja, joiden avulla valittiin kyseiset komponentit.

2.7.1 MOSFET

Pääkytkin MOSFETin valintaan vaikuttavat ohjausjännite, ohjaustaajuus ja kytkennän teho. Ohjausjännite on useimmiten logiikkatason jännite (3,3 tai

5 V) tai tulojännite. Halutulla ohjausjännitteellä MOSFETin pitää olla erittäin johtava eli R_{DS} :n pitää olla pieni, koska tulovirta menee sen lävitse sen ollessa auki. Tällöin jännitehäviö on muutamia millivolteja riippuen virrasta. Useimmiten R_{DS} on 5 - 100 m Ω riippuen komponentista, virrasta ja sen lämpötilasta. MOSFETin lämpeneminen aiheuttaa R_{DS} :n kasvamisen ja MOSFETin ylitse alkaa jäämään enemmän tehohäviötä. Liian iso tehohäviö aiheuttaa komponentin lämpötilan nopean kasvun, joka johtaa lopulta komponentin hajoamiseen.

KytKentätaajuus vaikuttaa myös komponentin valintaan, koska MOSFETilla on viiveitä; päälle -, nousu -, pois – ja lasku viiveitä. Esimerkkinä BUK9520 N-MOSFET, jossa on seuraavat viiveet

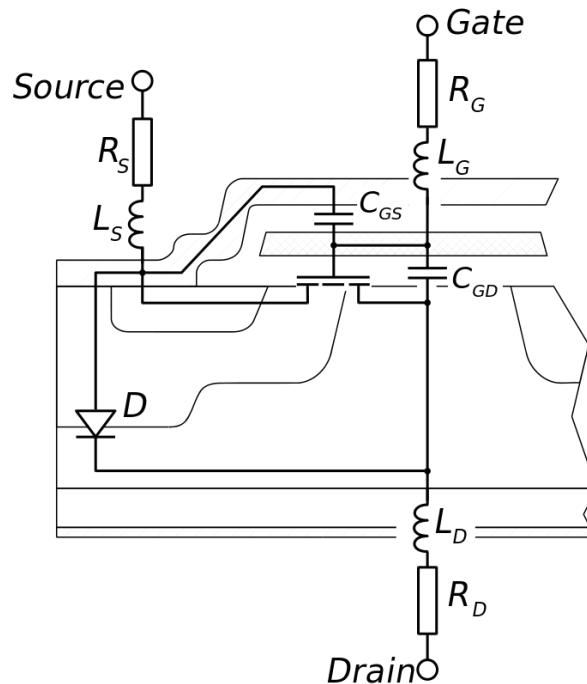
-turn on delay: 19 ns

-rise time: 124 ns

-turn-off: 92 ns

-fall time: 93 ns

Nämä ovat keskivertoaikoja ja saattavat vaihdella hieman eri yksilöiden välillä. Arvot saattavat vaihdella hieman virrasta ja ohjausjännitteestä riippuen, mutta arvot antavat hyvän suunnan kuinka nopea MOSFET voisi olla. Arvoista tulee yhteensä 248 ns, joten teoriassa toimisi vielä noin 4 MHz:n taajuudella, mutta näin laskettuna ei oteta huomioon loisarvoja, jotka alkavat vaikuttaa paljon enemmän suurilla taajuuksilla. Nämä loisarvot nähdään kuvasta 7. Vaikka arvot ovatkin pääsääntöisesti pieniä, niin suurilla taajuuksilla nämäkin on otettava huomioon.



KUVIO 10. MOSFET (Wikipedia 2017b)

Kuvasta 7 nähdään drainin, gaten ja sourcen välillä olevat kapasitanssit. Näiden takia komponentilla on viiveitä, koska ne pitää ladata ja tyhjentää ennen kuin komponentti alkaa johtaa tai sulkeutuu. Tämän takia pitää myös ottaa huomioon MOSFETille menevä virta. Näitä latausvirtoja voidaan säätää sarjavastuksella. Useimmat tarvittavat latausvirrat logiikkatason MOSFETeissä ovat muutamista sadoista mikroampeereista aina milliampeereihin.

2.7.2 Diodi ja synkroninen MOSFET

Diodin tai synkronisen MOSFETin valitsemiseen käy periaatteessa melkein samat säännöt, kuin pääkytkimenä toimivaan MOSFETiin. Diodissa pitää ottaa huomioon myötä virran kesto, kuin myös vastakkaisen virran kesto ja niistä palautuminen. Pääsääntöisesti diodina toimii schottky diodi, koska schottky diodit ovat erittäin reunaherkkiä ja nopeita, myös niiden myötäsuuntainen jännitehäviö on pienempi kuin normaalin diodin. Laskennallisesti diodin tehonkesto pitää laskea pahimmassa

mahdollisessa tilanteessa eli maksimivirralla ja siihen jäävällä jännitteellä. Kannattaa aina valita hieman suuremman tehon kestävä komponentti mahdollisten virtapiikkien takia ja komponentin eliniän takia. Synkronisessa kytkennässä pätee samat asiat, kuin pääkytkimenä toimivaan MOSFETiin.

2.7.3 Kela

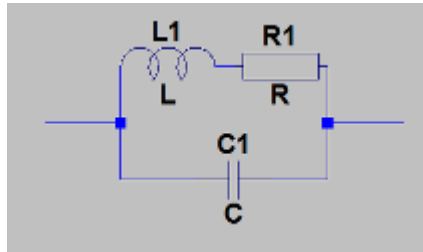
Kelan magneettikenttään varataan hakkureissa energiaa pääkytkimen ollessa auki, kuten perusteissa käsiteltiin. Oikean kuristimen valitseminen on haastava prosessi, koska kaikki vaikuttavat kaikkeen, jonka takia äkkiseltään voi valita väärän tyyppisen kelan.

$$L = \frac{V_{outmax} * (V_{INmax} - V_{outmax})}{\Delta I_L F_{SW} * V_{INmin}}$$

KAAVA 9. Induktorin kaava (Texas Instruments 2015)

Kaavassa 9 LIR on induktorin rippelivirta prosenttia lähtövirrasta ($LIR = I_{Lripple} / I_{out}$). Induktorin rippelivirta määritellään ohajaustavan mukaan, kuten CCM-moodissa rippelivirta on n. 20-40 % välillä. DCM-moodissa induktorinvirta menee aina nolnaan, jolloin rippeli on 100%, mutta tästä voi olla etua riippuen mitä haetaan.

Kaavasta 9 nähdään, kuinka induktorin rippelivirta pienenee induktorin koon myötä, mutta kaava ei ota kantaa isomman induktorin loisarvoihin (kapasitanssiin tai resistanssiin). Kuviosta 7 nähdään minkälainen induktori loisarvoineen näyttää. Nämä loisarvot ovat yleensä pieniä, mutta esimerkiksi liian korkeilla taajuuksilla kelan impedanssi saattaa nousta liian suureksi ja tästä seuraa kelan vaimentuminen. Tällöin kelan magneettikenttään ei varaudu tarpeeksi energiaa, koska tehohäviö kasvaa kelassa ja kytkennän hyötysuhde pienenee.



KUVIO 11. Induktorin loisarvot

Kelalla on pääsääntöisesti niin sanottu hyvyysluku, joka määrittellään käämin resistanssin ja induktiivisen reaktanssin suhteena (KAAVA 10). Tätä voidaan käyttää apuna valitsemaan oikea komponentti. (Hyytiäinen 2014)

$$Q = \frac{X_L}{R} = \frac{2\pi fL}{R}$$

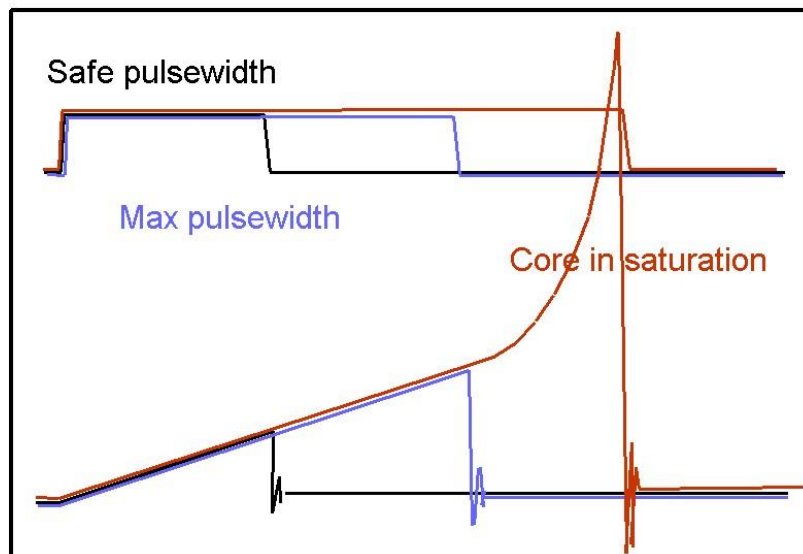
KAAVA 10. Kelan hyvyys arvo

Oletettavasti yksi tärkein asia kela valitessa on saturaatiopisteen huomioon ottaminen: jos kela menee saturaatioon, niin se alkaa kuumeta, koska magneettikenttä on niin sanotusti täynnä, jolloin energian kasvattaminen ei ole enää mahdollista. Tällöin ylimääräinen energia purkautuu lämmöksi. Energian häviäminen lämmöksi aiheuttaa suuren hyötysuhteen laskemisen.

Kaava 11 määrittelee kelan maksimivirtapiikin, jonka arvo kannattaa ylittää kytkennän toleranssien takia. Ylitys yleensä on 20 - 30 % maksimivirtapiikistä. Saturaatio virta-arvot saa yleensä valmistajalta tai jos itse tehty kela, niin kannattaa testata sen arvot (KUVIO 13).

$$I_{\text{peak}} = I_{\text{outmax}} + \frac{\Delta I_L}{2}$$

KAAVA 11. maksimivirtapiikki



KUVIO 12. Kelan saturaatio

2.7.4 Lähtökondensaattori

Lähtökondensaattoria tarvitaan pitämään lähtöjännitettä tasaisempana eli pienentämään rippeliä ja ehkäisemään halutun lähtöjännitteen ylityksiä (voltage overshoot). Nämä ongelmat yleensä tulevat esiin paremmin, kun käytössä on liian pieni lähtökondensaattori. (Johnson 2015.)

Kondensaattoria valitessa kannattaa muistaa myös loisarvo ESR. ESR kannattaa pitää mahdollisimman pienenä, koska ylimääräinen impedanssi ei ole koskaan hyvästä tietenkään. Pääsääntöisesti sitä isompi kondensaattori sitä isompi ESR, joten ei kannata valita huomattavasti liian isoa kapasitanssiltaan olevaa kondensaattoria.

Itse kondensaattoriin valintaan vaikuttaa edellä mainitsema ESR ja lähtöriippelijännite (ΔV_{out}) ja lähtöjännitteen ylitys (voltage overshoot), jotka yleensä määritellään spesifikaation mukaan. Kannattaa ottaa huomioon, jos hakkurista voidaan ottaa kuorman pois ja takaisin päälle, niin kondensaattorin pitää olla näissä tapauksissa suurempi. Muutoin kelalta purkautuva energia saattaa aiheuttaa suurenkin jännitepiikin lähdössä. (Power Electronics, 2017.)

$$C_{out(min)} = \frac{\Delta I_L}{8 * F_{SW} * \Delta V_{out}}$$

KAAVA 12. Lähtökondensaattorin kaava (Teksas Instruments 2015)

Kondensaattoria valitessa kannatta muistaa, että niissä on pääsääntöisesti isot toleranssit, jotka pitää ottaa laskuihin mukaan. Nämä toleranssit ovat yleensä noin $\pm 20\%$ annetusta arvosta.

ESR on kondensaattorissa isoin tekijä lähtöriippeliin (kaava 13).

Pääsääntöisesti isompi kondensaattori tarkoittaa isompaa ESR:ää, minkä takia kannattaa laittaa useampi pienempi kondensaattori rinnan, jolloin impedanssi pienenee.

$$V_{out_{esr}} = \Delta I_L * ESR_{C_o}$$

KAAVA 13. lähtöriippeli (Power Electronics, 2017)

2.7.5 Tulokondensaattori

Tulokondensaattori pitää yksinkertaisesti tulojännitettä vakaampana ja tarvittaessa hieman auttaa jännitteen syötössä.

Tulokondensaattorin fyysisen koon ja arvon määrittelee rippelivirta.

Tulokondensaattori pitää laskea huonoimmassa tilassa eli mihin käyttöön laite on spesifioitu. Yleisesti kannattaa käyttää samaa periaatetta kuin lähdön kondensaattorin valintaan eli pieniä kondensaattoreita useampi rinnan.

3 SOVELLUKSEN SUUNNITTELU JA MITOITUS

3.1 Spesifikaation luominen

Kaikkien elektroniikkalaitteiden suunnittelussa luodaan spesifikaatio, joka määrittää laitteen käyttötarkoituksen ja sen tarkkuuden tai missä olosuhteissa laite on tarkoitettu toimivan.

Työn kyseinen hakkuri on suunniteltu vain malliesimerkiksi, ja monipuolisuuden puolesta hakkuri on spesifioitu toimivan koko virta-alueella. Rippeliä tai transienttivastetta ei huomioitu paljoa suunniteltaessa.

Spesifikaatiot:

$$V_{out} = 5 \text{ V}$$

$$I_{loadmax} = 1 \text{ A}$$

$$I_{ripple} = 30 \% * I_{loadmax}$$

$$I_{out \text{ absolute max}} = I_{ripple} + I_{loadmax} = 1,3 \text{ A}$$

$$V_{inmax} = 12 \text{ V}$$

$$V_{inmin} = 7 \text{ V}$$

$$\text{Käyttö lämpöila} = 15 - 30 \text{ }^{\circ}\text{C}$$

3.2 Moodin valinta

Suunnitellun kytkennän pitäisi toimia koko virta-alueella ja pitämään hyvä hyötysuhde koko virta-alueen. Tämän takia pyrittiin käyttämään kaksoisohjaustapaa eli pienillä kuormilla käytetään PFM:ää ja suuremmilla kuormilla vaihdetaan ohjaustapa PWM:ään. Näillä ohjaustavoilla saavutetaan korkea hyötysuhde koko virta-alueelle. Ohjausmoodit toteutettaisiin ohjelmalla, joka tuottaa omat haasteensa. Yksi haasteista tulee esille, kun ollaan vaihto alueen tiennoilla ja pienen rippelin takia vaihdetaan hetkellisesti ohjaustapaa nopeasti, josta saattaa seurata vielä suurempi rippeli lähdössä tai korkeita jännite piikkejä. Tosin ongelman

ohittaminen pitäisi onnistua ongelmitta hystereesillä eli ohjaustapaa ei pystytä vaihtamaan ilman, että tietty raja ylittyy.

3.3 Komponenttien valinta

Edellisten lukujen kaavojen avulla voidaan laskea komponenttien arvot.

Kela kaava 9.

$$L = \frac{12V * (12V - 5V)}{0,3A * 50kHz * 7V} = 166,67 \mu H$$

Täten kytkentään varten tehtiin 180 μH induktori.

Lähtökondensaattori kaava 12

$$C_{out(min)} = \frac{0,3 A}{8 * 50kHz * 0,01 V} = 75 \mu F$$

Koska kondensaattoreilla on isot heitot, niin tämä pitää ottaa huomioon, joten: $75 * 1,2 = 90 \mu F$, mutta koska kaavassa ei huomioida overshoot-jännitettä, niin valittiin kytkentään 150 μF elektrolyyttikondensaattori.

Kyttimeksi valittiin N-kanavainen MOSFET tyypiltään IRLS640A. Tämä valittiin, koska se on logiikkapuolen N-kanavainen MOSFET, jonka voi ohjata täysin auki 3,3 V.

Diodina käytettiin MBR20200CTG schottky diodia, koska se on nopea ja tarvittaessa sen virran kesto on enemmän kuin tarpeeksi halutulle kytkennälle. Komponentilla on kaksi sisäistä schottky diodia, jotka työssä kytkettiin rinnan lisäten virrankestoisuutta.

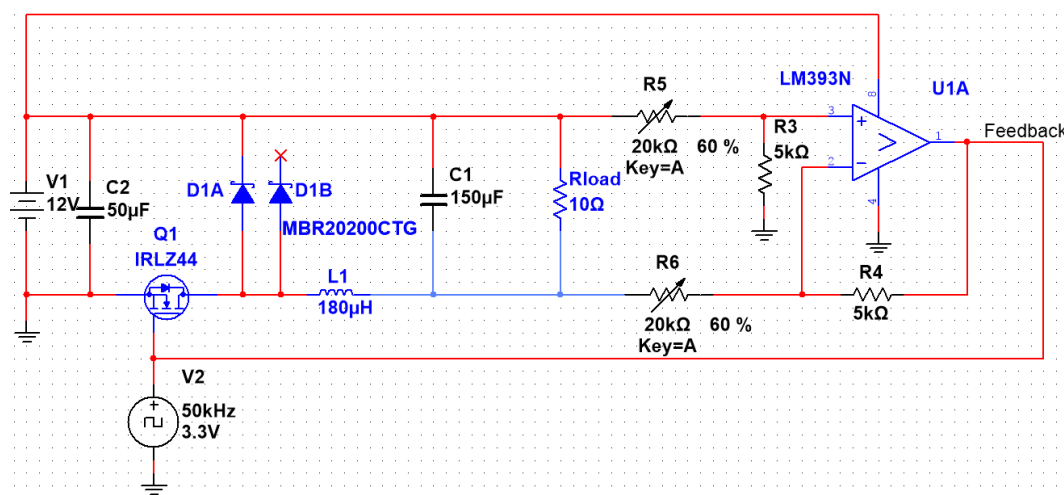
3.4 Koodi

Mikrokontrolleri ottaa lähtöjännitteen ADC:hen. Tätä arvoa verrattiin laskettuun digitaaliseen arvoon, ja jos arvo ylittää tuon eli lähtöjännite nousee, niin aletaan pienentämään jaksonaikaa. Lähtöjännitteen laskeassa aletaan suurentamaan jaksonaikaa. Kokeiltaessa takaisinkytkentää huomattiin pieni toleranssi lasketulle ADC-arvolle, joka

tekee hakkurista stabiileimman, muutoin lähtöjännitteen arvo vaihteli liikaa. Lähtöjännitteen mittauksessa myös huomattiin, että yhden arvon mukaan PWM:n muuttaminen aiheuttaa isoa lähtöjännitteen vaihtelua, mutta tämä ongelma korjattiin ottamalla lähtöjännitteen mittauksesta 100 arvoa ja laskemalla niistä keskiarvon.

3.5 KytKentä

KytKentä itsessään tehtiin käyttämällä yhteisplussa kytKentää (kuvio 14), koska näin pystyttiin ohittamaan yhteismaan tuomat ohjausongelmat. Vaikeuksia tuottaa kytKennän takaisinkytkentä, joka on tehty differentiaalimittauksella, josta kerrottiin aikaisemmassa luvussa. Kyseinen takaisinkytkentä toimii, mutta on hieman epävakaa ja ei täysin pidä jännitettä tasan 5 V, kun tulojännite tai lähtövirta kasvaa tai pienenee. Mittauksia varten tätä säädettiin monikierrostrimmereillä, jotka näkyvät kytKennässä R5 ja R6. Differentiaalimittauksessa (kuva 14, U1) on käytössä perus operaatiovahvistin, jota ei ole tarkoitettu differentiaalimittaukselta varten ja nopeisiin muutoksiin reagoiminen kestää kauan. Transienttivaste kyseisellä komponentilla on aivan liian suuri, jotta kytKentä pystyisi saavuttamaan optimaalisen tilan nopeasti. KytKentää voisi todennäköisesti parantaa lisäämällä jännitteen seuraajat ennen R5 ja R6. Näillä jännitteen seuraajilla saataisiin suurempi tuloimpedanssi U1A:lle.



KUVIO 13. KytKentä

4 MITTAUKSET

4.1 Dokumentointi ja mittaussuunnitelmat

Työn aikana huomattiin, kuinka tärkeä osa hyvä dokumentointi on tutkimus- ja kehitystyötä. Muutoin uudelleen toistettavuus ei ole mahdollista ja tämä osuus tieteessä ja muissa akateemisissa aloissa tulee eteen (6 sigma periaatteita soveltaen). Testaussuunnitelman tekeminen tekee testaamisesta systemaattisempaa ja sitä kautta paremmin verrattaviin tuloksiin. Testaussuunnitelma pitää dokumentoida hyvin, jotta voidaan toistaa tai varmentaa tulokset tarvittaessa. Ilman dokumentointia tulokset ovat epäluotettavia ja ei toistettavissa.

Kehitys- ja tutkimustyössä pitää ottaa huomioon mahdolliset ideat, jotka tulevat testaamisen aikana tai tuloksista. Nämä ideat kannattaa dokumentoida muistiinpanoihin tai muuhun vastaavaan. Ilman mitään muistiinpanoja uudelleen toistettavuus on kiinni kyseisen henkilön omasta muistista. (Sloop 2017.)

4.2 GageRR (repeatability and reproducibility)

GageRR on toistettavuuteen ja uusittavuuteen liittyvä tutkimus. GageRR työkaluna on erittäin tärkeä asia laatuinsinööreille. Esimerkiksi GageRR 5x5x2 tutkimus: 5 tuotetta testataan 5 kertaa ja 2 eri operaattorilla. Näiden testien tuloksien eroista nähdään mahdollisia ongelmia, kuten tuotteeseen, operaattoriin tai mittalaitteisiin liittyviä ongelmia. Parhaat tulokset saadaan, kun tuotteet ovat eri eristä eli tuotettu eri viikolla. Tällöin saadaan esille mahdolliset tuotannossa tulevat vaihtelut. Mahdollisesti mittaukset voidaan jopa tehdä eri mittalaitteilla, jotta saadaan mittalaitteiden kalibrointiin liittyvät ongelmat esille. Näin ongelmat ovat helpommin tunnistettavissa, jolloin niihin on helpompi puuttua ja tämä tekee helpommaksi ongelmien tutkimisen, jolloin voidaan lähteä tekemään systemaattista kehitystyötä.

TV (total variation) raportti analysoi gagen dataa prosentuaalisena totaalivaihteluna. Raportti on jaoteltu eri osa-alueihin: EV: mittalaittevaihtelut, AV: arvioituihin vaihteluihin, PV: osa-vaihteluihin ja gageRR. Sloop 2017.)

EV (equipment variation) on mittauksien erojen vaihtelua mittalaitteille tai laitteille eli toistettavuus. Tämän kohdan isot vaihtelut osoittavat useasti, että mittalaitteissa on jotain ongelmaa. Sloop 2017.)

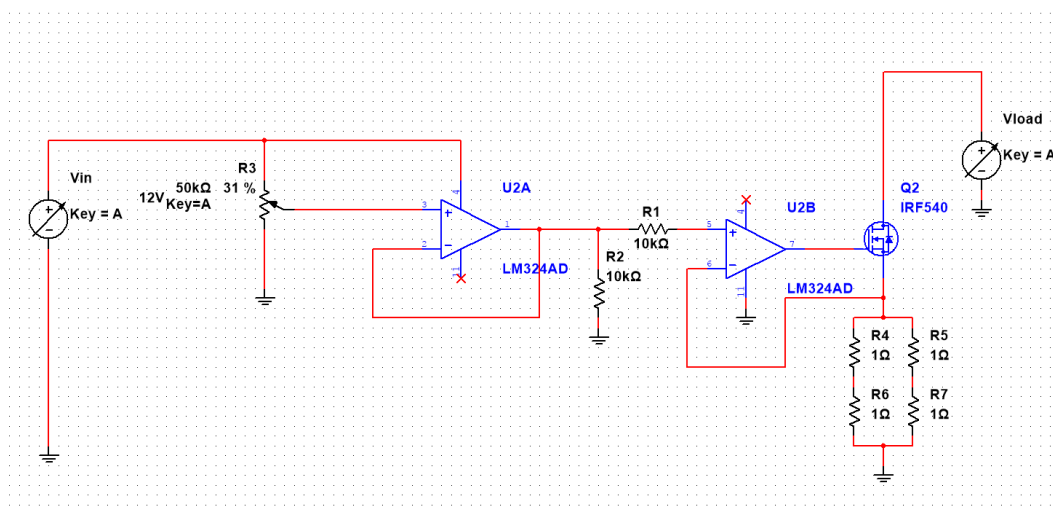
AV (appraiser variation) on uusittavuuteen liittyen oleva muuttuja. Isot erot mittausten välillä indikoivat operaattorien välistä eroa. Iso ero operaattorien välillä pääsääntöisesti tarkoittaa, että toinen operaattori ei noudata ohjeita. (Sloop 2017.)

PV (part variation) on osiin liittyvä tutkimus, joka näyttää vaihtelut tuotteiden tai osien välillä. (Sloop 2017.)

4.3 Työn buck-hakkurin mittaukset

Työn hakkurin mittaukset toteutettiin yksinkertaisesti käyttämällä itsetehtyä elektronista kuormaa (kuvio 15). Tällä kuormalla pystyttiin pitämään lähtövirta vakiona. Ainut ongelma kyseisessä kuormassa oli buckin yhteispluskytkentä, jonka takia maa ongelmia tulee esille. Tämän takia mitattaessa käytettiin lähdettä, joka on eristetty muiden teholähteiden maista. Mittaukset toteutettiin mittaamalla tulo- ja lähtövirtaa ja jännitettä. Näiden avulla pystyttiin laskemaan tehot. Näistä pystyttiin laskemaan hyötysuhde (P_{out}/P_{in}). Arvoja mitattiin käyttämällä neljää Fluken 179 digitaalista yleismittaria.

Kuorma oli suhteellisen yksinkertainen kytkentä (Kuvio 14). Yksinkertainen kytkentä, jolla pystytään pitämään vakio virta kuormalle ja virtaa pystytään säätämään monikierrospotenttiometrillä. MOSFETtiä ja vastuksia jäähdytetään vanhan näyttökortin jäähdytimellä. Näin saadaan pidettyä lämpötilaa alhaisempuna MOSFETillä, jotta sen I_D virta pysyisi vakiona, eikä lähtisi vaeltamaan.



KUVIO 14. Elektroninen kuorman kytkentä

4.3.1 Mittaussuunnitelma

Mittauksilla piti saada mitattua hyötysuhteet. Nämä sai yksinkertaisesti tehtyä edellä mainitulla tavalla eli mitata tulo- ja lähtöjännite ja virta. Nämä on järkevin mitata samanlaisilla mittareilla ja mahdollisimman lyhyillä johdoilla, jotta vältetään mahdollisilta tarkkuuseroista tuloksien välillä. Tietenkin paras mahdollinen tapa mitata tehrolähde on tehrolähdeanalysaattorilla.

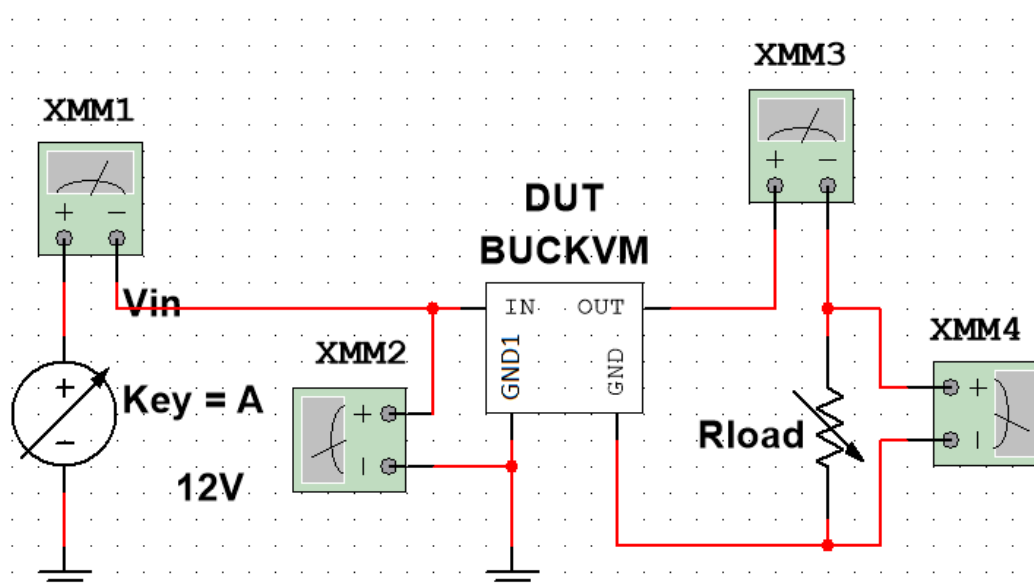
Mittaukset suoritetaan PWM:llä ja seuraavilla tulojännitteillä:

7 V, 8 V, 10 V ja 12 V.

Lähtövirrat:

10 mA, 100 mA, 500 mA, 750 mA, 850 mA ja 1 A.

Näillä arvoilla pitäisi saada suhteellisen hyvän kuvan kytkennän toiminnasta.

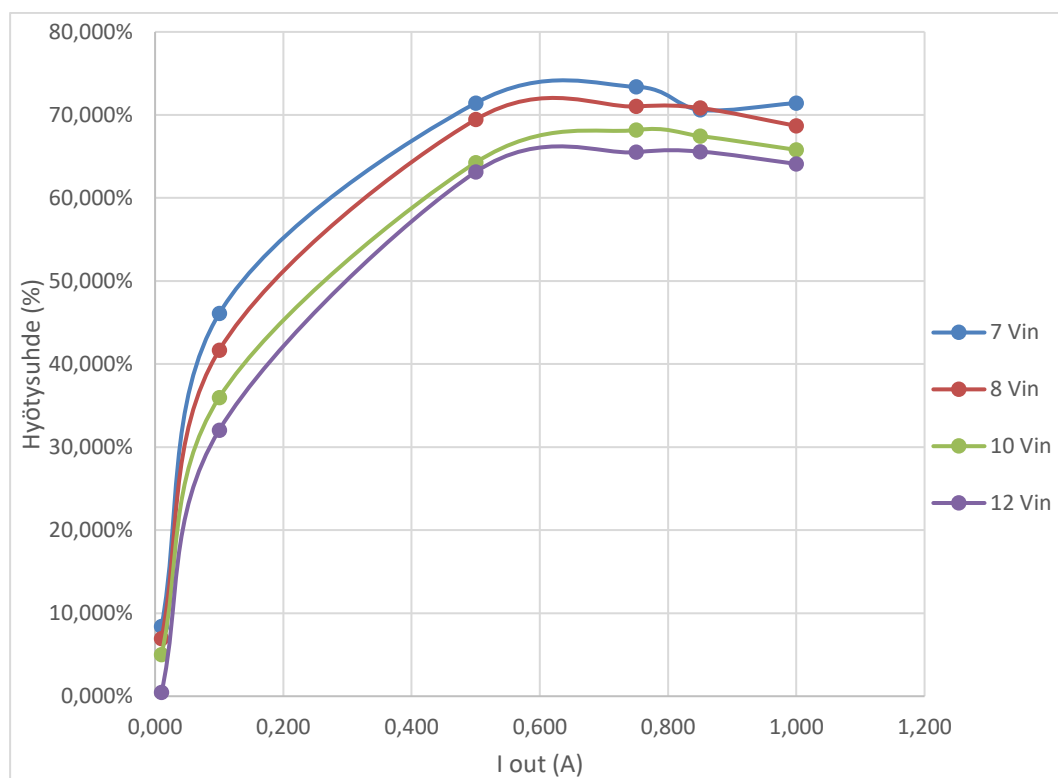


KUVIO 15. Mittauskytkentä

4.3.2 Tulokset

Tuloksista nähdään (kuvio 17), että kytkentä olisi toiminut todennäköisesti paremmin, jos saatavilla olisi ollut parempi kela. Itse ohjain myös vei suurimman osan tehosta.

Kytkenässä olisi paljon parannettavaa ja lisätutkittavaa, kuten kuinka erilaiset kelat ja kytkentätyypit vaikuttaisivat toimintaan ja tuloksiin. Näistä kerrotaan tarkemmin luvussa 5.3. Kontrollerin valintaa voisi parantaa huomattavasti, koska kyseinen kontrolleri on erittäin huono hyötysuhteeltaan tämänkaltaisiin ratkaisuihin. Kyseisellä kontrollerilla on suuri tyhjäkäynti tehonkulutus (noin 0,7 W), joka näkyy pienillä kuormilla erittäin suurena.



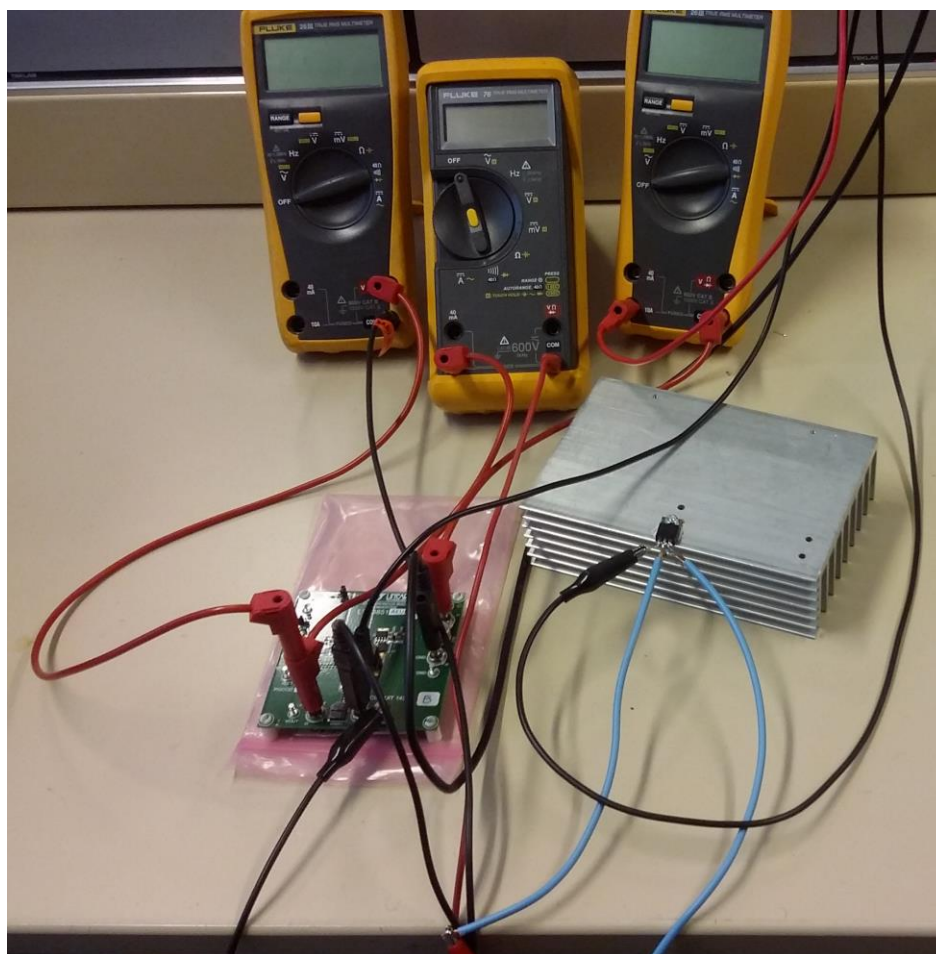
KUVIO 17. Työn buckin hyötysuhteet (PWM ohjaus)

4.4 DC1432A buck -hakkurin mittaukset

Mittaukset tehtiin Linear Technologyn DC1432A -demokortilla, jossa on LTC3851A buck -hakkuriipiiri.

Demo-kortilla voidaan pakottaa ohjaus kolmeen eri tyyliin.

Tyyliä olivat CCM, purske ja PS. Näille moodeille tehtiin hyötysuhdemittauksia eri tulojännitteillä ja kuormilla, jotta nähtiin, kuinka eri moodit toimivat realistisessa ympäristössä.



KUVIO 16. LTC3851A-mittauskytkentä

4.4.1 Mittausmenetelmät

Mittaukset tehtiin mittaamalla tulosta ja lähdöstä virtaa ja jännitettä, josta laskettiin molempien tehot. Näiden avulla pystyttiin laskemaan hyötysuhde.

Pienillä kuormilla käytettiin perinteistä monikierrospotentiometriä, jotta saatiin suhteellisen tarkka kuorma aikaiseksi pienillä virroilla. Isommilla virroilla kuormana toimi IRF530 MOSFET, jonka hilaa ohjattiin toisella virtalähteellä. Näin saatiin aikaiseksi säätyvä kuorma hilan jännitteen mukaan. Ongelmana oli saada isommilla virroilla, $R_{(on)ds}$ vakiona, koska iso virta aiheuttaa ison tehohäviön. Tästä johtuen komponentti alkaa lämmetä ja $R_{(on)ds}$ alkaa niin sanotusti vaeltaa lämpötilan mukana. Lämpötilan vakaana pitämiseen käytettiin erittäin isoa jäähdytysiliä jäähdyttämään kyseisen komponentin.

Ongelmia myös ilmeni mittareiden tarkkuudessa, koska käytössä oli vain Fluken 76 true RMS -yleismittareita, joiden tarkkuus pienillä virroilla ei ole kaikkein optimaalisin kyseisiin mittauksiin. Vaikkei tarkkuus pienillä kuormilla ole parhainta mahdollista, niin voidaan tuloksista päätellä, kuinka kytkentä toimii.

Mittaukset tehtiin V_{in} arvoilla 4.5 V, 6 V, 8 V, 10 V, 12 V ja 14 V, Joissa 4,5 V oli V_{in} min ja 14 V V_{in} max.

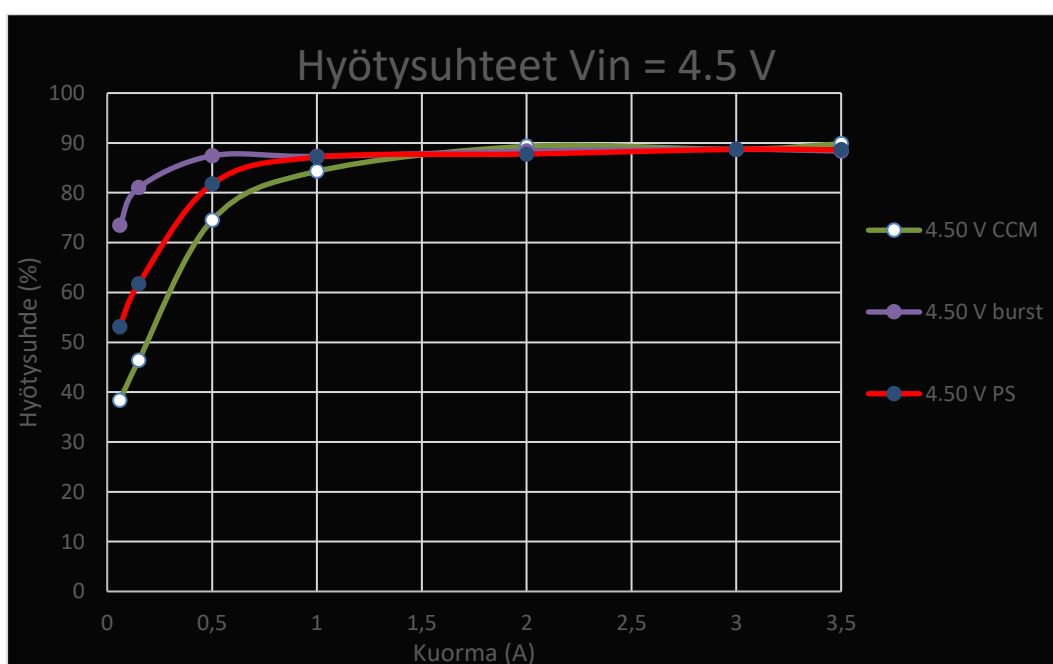
Iout virrat 0,06 A, 0,15 A, 0,5 A, 1 A, 2 A, 3 A ja 3,5 A.

Isommilla kuormilla ei pystytty mittaamaan buckia, koska laitteisto ja kuorman tekeminen tuli esteeksi. Uuden kuorman rakentaminen ei toisaalta ollut tarpeellista, koska tuloksista nähtiin jo tarvittava muutos hyötysuhteessa.

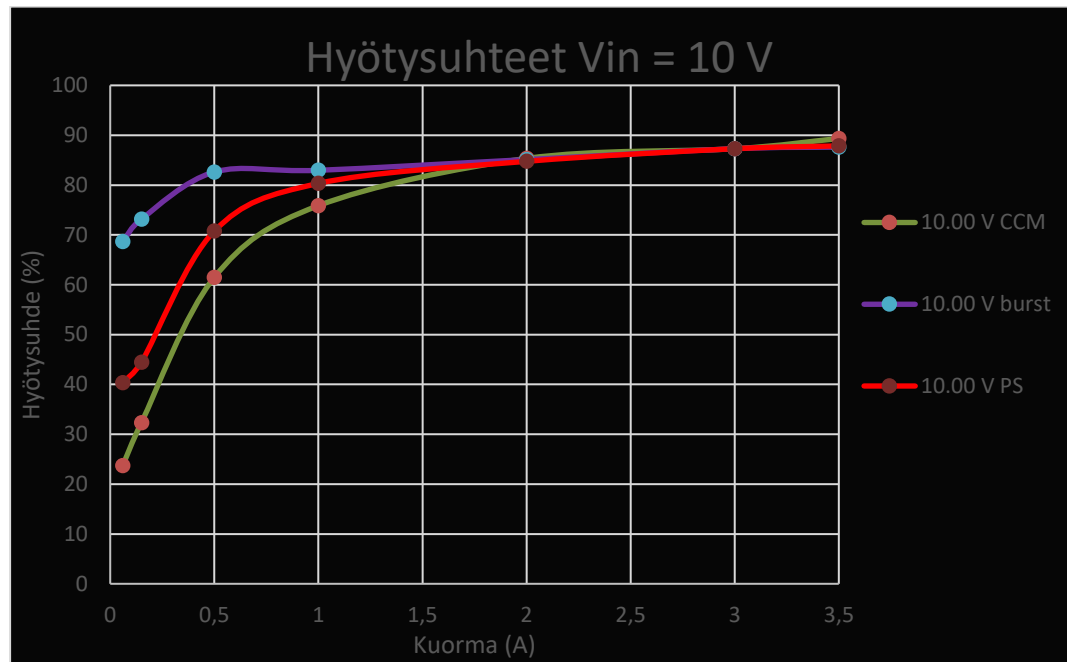
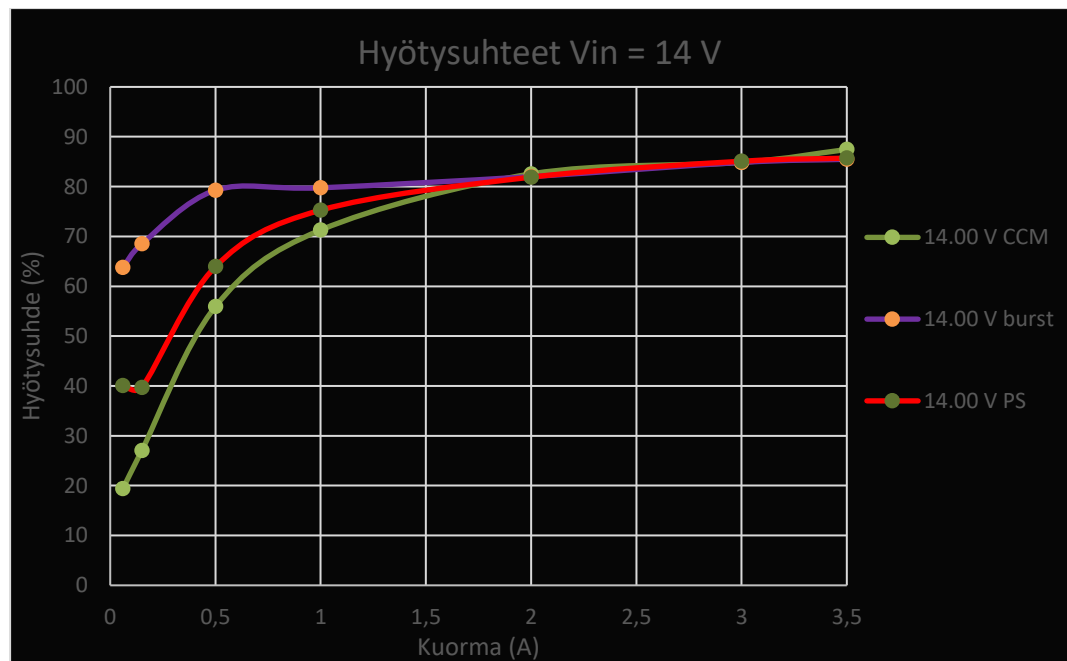
4.4.2 Tulokset

Kuviosta 19 nähdään, kuinka CCM, purske- ja PS-moodit toimivat eri kuormilla ja tulojännitteillä. Kuviot 19, 20 ja 21 eivät ota tosin kantaa kelan kuumenemiseen tai lähtöriippeliin.

Tuloksista nähdään, myös että hyötysuhde pienenee, kun V_{in} kasvatetaan. Teoriaosuudessa käsiteltiin buckia teoriassa ja testit todistavat sen. Tosin kuorman kasvaessa hyötysuhde ero-pienenee, kuten teoriassa arvioitiin.

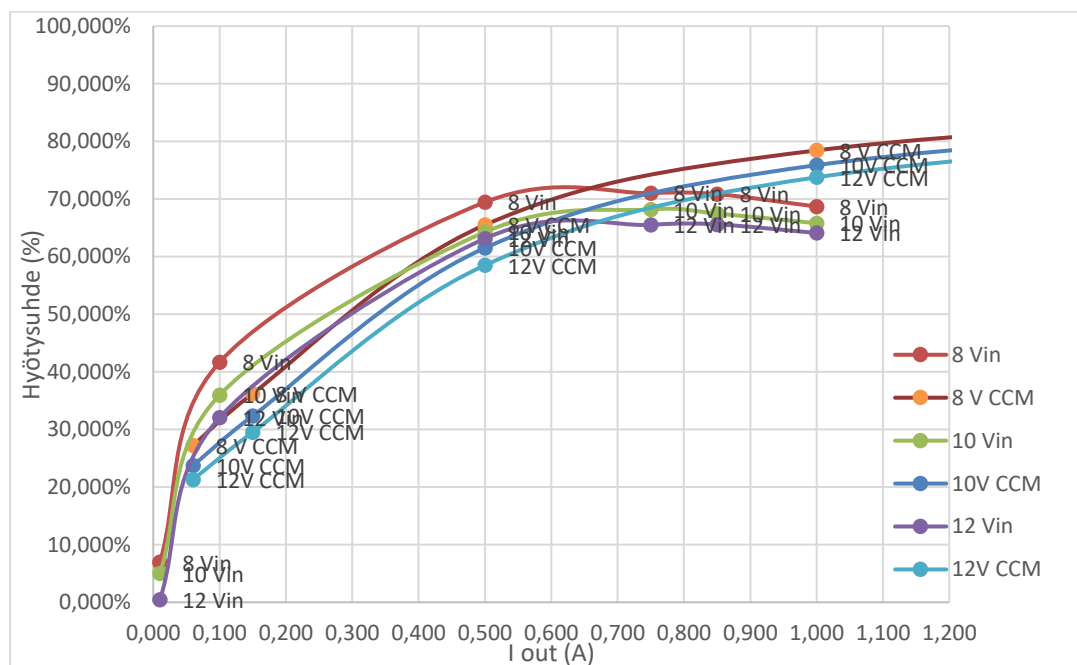


KUVIO 19. hyötysuhteet $V_{in} = 4.5$ V

KUVIO 20. hyötysuhteet $V_{in} = 10\text{ V}$ KUVIO 21. hyötysuhteet $V_{in} = 14\text{ V}$

4.5 Tuloksien vertailu

Kuten kuviosta 22 nähdään, niin työn hakkurilla on parempi hyötysuhde 0,5 A, mutta isoimmilla kuormilla työnhakkuri on huomattavasti huonompi ja maksimiteho tulee vastaan huomattavasti aikaisemmin. Matala maksimiteho johtuu todennäköisesti kelasta. Eri kokoisten ja erilailla käämittyjen kuristimien kokeilla olisikin mielenkiintoinen jatkotutkimusaihe. Vaikkakin kuristin vaihdettaisiin, niin isoin hyötysuhteen parannus työnhakkuriin olisi parempi kontrolleri, koska se vaatii suhteessa kuormaan ison tehon.



KUVIO 22. Työnhakkuri vs. Linear Technologyn (CCM)

5 YHTEENVETO

5.1 Moodien vertailu

Eri moodien tarkoitus on saada hakkuri toimimaan hyvällä hyötysuhteella kaikilla eri kuormilla, ja eri käyttötarkoituksiin.

Kaikkia hakkureita ei kannata suunnitella erittäin tarkaksi (lähtörippelin tarkkuus), koska tämä ei ole tarpeellista kaikkien laitteiden kanssa.

Pääsääntöisesti tarkan hakkurin suunnittelu on hankalampaa ja kalliimpaa verrattuna perushakkuriin, jolla on isohko rippelivirta ja -jännite.

Paremmissa hakkureissa käytetään kahta tai kolmea eri moodia, koska tällä päästään optimaaliseen hyötysuhteeseen kaikilla kuormilla. Useampi moodi tarkoittaa, että pienillä kuormilla hakkuri toimii PFM-, purske- tai PS-moodilla riippuen kytkennän spesifikaatioista. Kun kuorma kasvaa tarpeeksi suureksi, otetaan käyttöön PWM, joka toimii parhaiten keskiverto- tai suurilla kuormilla tai tätä käytetään ns. normaali tilassa (riippuen kytkennästä).

Purske-moodi on tarkoitettu toimimaan pienillä kuormilla, maksimissaan noin 6 - 15 % maksimikuormasta (riippuen tosin kytkennästä ja suunnittelusta). Isommilla kuormilla saattaa tulla eteen lämpöongelmat ja suuri rippeli lähdössä, mutta iso rippeli näkyy myös jo pienillä kuormilla, joten moodi ei sovellu tarkkojen jännitteiden tekoon.

Purske-moodi toimii hyvin sovelluksessa, jossa kuorma saatetaan ottaa pois useasti tai muu vastaava tilanne. Tällä säästetään akkua tai virtalähdettä.

PS-moodilla on huonompi hyötysuhde pienillä kuormilla verrattuna purske-moodiin, mutta pienempi rippeli. Tämän takia saatetaan käyttää PS-moodia, kun tarvitaan tarkempaa jännitettä kaikilla kuorman alueilla, ja PS-moodilla on myös parempi hyötysuhde pienillä kuormilla kuin PWM, mutta häviää PWM:lle keskisuurilla kuormilla. PS-moodin taajuuden muutos saattaa aiheuttaa EMI-ongelmia. EMI-ongelmia tulee, kun pulsseja jätetään tarpeeksi välistä ja joudutaan AM- tai kuuloalueelle riippuen

kytkennästä. Radio- tai kuuloalueella olemisessa pitää huomioita EMI-ongelmat, koska jos laite ei läpäise standardeja, niin laitetta ei voida myydä.

Tuloksista nähdään (kuvio 19), kuinka kaikkien moodejen hyötysuhteet ovat lähes tasoissa 2 ampeerin kuormalla. Jos rippelijännitteitä tarkasteellaan tarkemmin, niin burst-moodissa on huomattavasti suurempi rippeli kuin CCM- tai PS-moodissa. Iso rippeli tarkoittaa taas, että korkeammilla kuormilla kela lämpenee enemmän.

Tuloksista nähdään, kuinka PWM toimii parhaiten suuremmilla virroilla, mutta on erittäin huono pienillä virroilla, juuri kuten teoria osuudessa arvioitiin.

5.2 Hakkurin tutkiminen ja suunnittelu

Hakkuri itsessään on suhteellisen yksinkertainen ja joissakin tapauksissa suhteellisen yksinkertainen toteuttaa. Ongelmia tulee, kun aletaan spesifioida +90 % hyötysuhteella ja tarkkaa hakkuria, jolla on isot virta- ja jännitealueet. Näistä yksikin osa alue saattaa aiheuttaa suuriakin haasteita. Tämänlaisissa kytkennöissä tulee eteen monenlaisia ongelmia, joista suurimman osan pystyy ylittämään vain käyttämällä valmista hakkuripiiriä. Aina tosin nämä ei käy kyseiseen sovellukseen vaan joudutaan tekemään tälle oma ratkaisu.

Työn käyttämä mbed LPC1760 -mikrokontrolleri on valmiina piirinä huono, koska kontrollerilla on iso tyhjäkäynti virranotto noin 100 mA 8 VDC:llä. Kontrollerin iso virranotto itsessään aiheuttaa pienillä kuormilla huonon hyötysuhteen, mutta isommilla kuormilla ongelma tasaantuu. Periaatteessa kontrolleri voisi toimia sovelluksessa, jossa tarvitaan suhteessa paljon laskentatehoa ja ominaisuuksia ja niiden lisäksi paljontehoa.

Itse piirikorttisuunnittelua ei työssä otettu paljoa huomioon, ja EMC/EMI-ongelmia ei otettu huomioon lainkaan. EMC ja EMI asiat ovatkin isoin osa

piirilevysuunnittelussa, mutta vaikka olisi otettu huomioon ei olisi ollut valmiuksia testata näitä ominaisuuksia ollenkaan.

5.3 Jatkotutkimusaiheita

Kaikkien edellä käytyjen asioiden lisäksi olisi myös mielenkiintoista nähdä, kuinka erilaiset kytkentätyypit vaikuttavat tuloksiin. Tätä varten olisi pitänyt kehittää yhteismaa kytkentä tyyppi, jota olisi voinut verrata yhteisplussaan. Tämän kaltaisista testeistä löytyy yllättävän vähän informaatiota internetistä ja kirjallisuudesta. Nämä mainitaan, mutta vielä ei ole löytynyt hyödyllistä dataa näiden eroista tuloksiin ja komponenttien valintaan nähdessä. Myös olisi hyvä kehittää itsekytkentää ja komponenttien valitsemista, ja tutkia eri lähtöjännitteen mittaustapoja.

Toinen mielenkiintoinen lisätutkimis kohde olisi ollut erilaisten kelojen vaikutus buckin toimintaa eri virta- ja jännitealueilla. Esimerkiksi ohuemmalla langalla käämitty verrattuna paksummalla käämitty tai harvempaan käämitty induktori versus tiuhaan kääritty, mutta pienempi fyysiseltä kooltaan. Näiden erilaisten käämintä tyylien väliltä pitäisi löytyä eroja, koska muun muassa kapasitanssin pitäisi muuttua.

Työssä ei saatu PFM:ää kunnolla toimimaan, joten tämän lisätutkiminen olisi erittäin mielenkiintoinen kohde. Tätä varten olisi pitänyt tutkia erilaisten induktorien vaikutusta, takaisinkytkennän - ja koodin kehittämistä.

Koodin kehittämiseen saattaisi mennä useita päiviä, koska pitäisi tutkia paljon eri prosessoryyppejä ja optimoida koodia paremmaksi. Tällä voitaisiin myös kehittää hakkuria älykkäämmäksi eli esimerkiksi oikosulkutilanteiden hallitseminen.

LÄHTEET

Abdessmad, B., Salah-ddine, K. & Mohamed, C. Designing a High Efficiency Pulse Width Modulation Step-Down DC/DC Converter for Mobile Phone Applications, University Ibn Tofail Article, 2 – 6.

Ajith, J. 2017. Synchronous vs. Aynchronous Buck Regulators, SEMTECH article [viitattu 5.3.2017].

Saatavissa:

https://www.digikey.com/Web%20Export/Supplier%20Content/Semtech_600/PDF/Semtech_synchronous-vs-asynchronous-buck-regulators.pdf

Digikey 2017a. Design Trade-offs when Selecting a High-Frequency Switching Regulator [viitattu 16.3.2017].

Saatavissa: <http://www.digikey.com/en/articles/techzone/2015/feb/design-trade-offs-when-selecting-a-high-frequency-switching-regulator>

Digikey 2017b. The Advantages of Pulse Frequency Modulation for DC/DC Switching Voltage Converters [viitattu 5.5.2017]

Saatavissa: <https://www.digikey.com/en/articles/techzone/2014/mar/the-advantages-of-pulse-frequency-modulation-for-dc-dc-switching-voltage-converters>

Hyytiäinen, J. 2014. Elektroniikan komponentit kurssi.

Johnson, J. 2015. Improving Buck Converter Light-Load Efficiency. Power-Mag article, Issue 5 Power Electronics Europe, 17-18.

Picard, J. 2010. Under the hood of SMPS flyback designs. Texas Instruments, Power supply design seminar 2010. Dallas: Etheridge Printing, 1-4.

Rogers, E. 1999, Understanding Buck Power Stages in Switchmode Power Supplies. Texas Instruments application note, 3-11.

Sengupta, U. for Portable Applications, Texas Instruments Article,

Tech Web, 2017. Switching Regulator Basics [Viitattu 5.5.2017]
Saatavissa: <http://micro.rohm.com/en/techweb/knowledge/dcdc/s-dcdc/02-s-dcdc/92>

Texas Instruments 2013. AN-1973 Benefits and Challenges of High-Frequency Regulators. Texas Instruments application report, 3.

Texas Instruments 2015. Basic Calculation of a Buck Converter's Power Stage, 2-3.

Tooley, M. 2014. Electronic Circuits: Fundamentals and applications, 3. painos. UK: Routledge.

Sloop, R. 2017. Understand Gage R&R. QualityMagazine [viitattu 5.5.2017]. Saatavissa: <http://www.qualitymag.com/articles/86819-understand-gage-r-r>

Wikipedia 2017a. Buck converter [Viitattu 16.3.2016]
Saatavissa: https://en.wikipedia.org/wiki/Buck_converter

Wikipedia 2017b. Power MOSFET [Viitattu 5.5.2017]
Saatavissa: https://en.wikipedia.org/wiki/Power_MOSFET

Wikipedia 2017c. Transient response [Viitattu 5.5.2017]
Saatavissa: https://en.wikipedia.org/wiki/Transient_response

LIITTEET

LIITE 1 BUCK mikrokontrollerin koodi

```

#include "mbed.h"

DigitalOut myled3(LED3); //activating led
AnalogIn ain(p20); //Feedback from the bucks out, input is 16-bit value
max is ~3,6V at 65534 (!!Input is Vout/2!!)
PwmOut pwm(p22); //PWM out for the BUCK

//Function declaration

int pwmout(float in);
int input();
//Global variables
extern int pwmcheck = 49535; //starting value so output is 5 V

int main() {

    pwm.period_us(20); // f=1/T T=20 us f = 50 kHz

    pwm=0.2; //duty-cycle at the start so, start is smoother

    float analogin; //feedback input value

    wait_ms(100); //wait to stabilize bucks output
    voltage

    while(1){
        analogin = input();
        wait_ms(5);
        pwmout(analogin);}
    }

//Controlling pulsewidth
int pwmout(float inadj)
{
    if(inadj<pwmcheck-75){ //75 is for room to play with 75+75=150
        pwm=pwm+0.003; //pwm 0-1
    }
    else if(inadj>pwmcheck+75){
        pwm=pwm-0.003;}
    return 0;
}
//taking feedback value function

```

```

int input()
{
    float inavg;
    float cache;
    inavg=0;
    cache=0;
    int i=0;
    for(i=0; i < 100;i++) //Take 100 samples and take avg value from
them
    {
        cache = ain.read_u16(); //read 16 bit value (0-65534, 3,6 being
max) (so 2,5 V =45509.722222)
        inavg=cache+inavg;
        wait_ms(0.5);
    }
    inavg=inavg/i; //dividing inavg with i to get avarage reading from 100
samples
    return inavg;
}

```